

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-336046

(43)Date of publication of application : 17.12.1996

(51)Int.Cl.

H04N 1/40

H03H 17/02

H03H 17/02

(21)Application number : 07-142775

(71)Applicant : RICOH CO LTD

(22)Date of filing : 09.06.1995

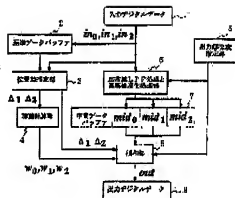
(72)Inventor : AOKI SHIN

## (54) METHOD AND DEVICE FOR PROCESSING SIGNAL

## (57)Abstract:

PURPOSE: To restore high frequency components of source signals higher than a Nyquist frequency from the plural sets of digital data whose sampling positions are different and to provide high resolution data with less blurs.

CONSTITUTION: The three sets of the digital data for which the same object is sampled while shifting positions are inputted 1. First data are inputted to a reference data buffer 2, a position difference estimation part 3 obtains position difference ( $\Delta 1$  and 2) between the first data and the succeeding data and a weighted calculation part 4 obtains weight corresponding to the position difference. In a wide band LPF and high resolution making part 6, input data are LPF processed, then sampled with an interval narrower than the sampling interval of input signals and stored in an intermediate buffer 7. A product sum part 8 weights the data of the intermediate buffer 7 and adds them together.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 16.03.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3583831

[Date of registration] 06.08.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-336046

(43) 公開日 平成8年(1996)12月17日

(51) Int.Cl. <sup>4</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 N 1/40			H 0 4 N 1/40	Z
H 0 3 H 17/02	6 0 1	8842-5 J	H 0 3 H 17/02	6 0 1 P
	6 4 1	8842-5 J		6 4 1 N

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願平7-142775

(22) 出願日 平成7年(1995)6月9日

(71) 出願人 00006747

株式会社リコー

東京都大田区中馬込1丁目3番6号

(72) 発明者 青木 伸

東京都大田区中馬込1丁目3番6号 株式会社リコー内

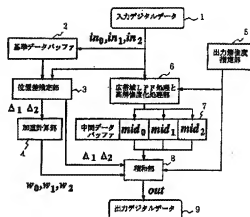
(74) 代理人 弁理士 鈴木 誠 (外1名)

(54) 【発明の名称】 信号処理方法および装置

(57) 【要約】

【目的】 標準化位置の異なる複数組のデジタルデータから、ナイキスト周波数以上の原信号の高周波成分を復元し、試けの少ない高解像度データを得る。

【構成】 同一の対象を、位置をずらして標準化した3組のデジタルデータが人力1される。最初のデータが基準データバッファ2に人力され、位置差推定部3は、最初のデータと以降のデータとの位置差 ( $\Delta 1, 2$ ) を求め、加重計算部4は、その位置差に応じた重みを求める。広帯域LPF及び高解像度化部6では、入力データをLPF処理した後、入力信号のサンプリング間隔より狭い間隔でサンプリングし、中間バッファ7に格納する。積和部8は、中間バッファ7のデータに重みを掛け、足し合わせる。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 同一の信号について、標準化位置を変えて同一の標準化間隔で $n$ 回 ( $n \geq 3$ ) の標準化によって得られる $n$ 組のデータを用いて、該標準化によって生じた折り返し成分を打ち消し、前記信号の高周波成分を復元することを特徴とする信号処理方法。

【請求項2】 標準化位置を変えて同一の標準化間隔で標準化された複数組のデジタルデータに対して、標準化周波数の半分の周波数以上の高周波成分を透過するフィルタ手段と、該フィルタ処理された複数組の信号をそれぞれ高解像度化する手段と、前記各デジタルデータの標準化位置に応じた重みを算出する手段と、対応する位置における各高解像度化データに該重みをつけて加重和をとり出力する手段とを備えたことを特徴とする信号処理装置。

【請求項3】 前記標準化位置に応じた重み $w_k$ は、

【数1】

$$\sum_k w_k = 1$$

$$\sum_k w_k \exp(2\pi i \Delta_k) = 0$$

の関係を満たすことを特徴とする請求項2記載の信号処理装置。ここで、

$w_k$ は $k$ 番目のデジタルデータのための重み

$\Delta_k$ は $k$ 番目のデジタルデータの標準化位置

$2\pi i$ 中の $i$ は虚数単位

【請求項4】 前記標準化位置に応じた重み $w_k$ は、

【数2】

$$\sum_k w_k = 1$$

$$\sum_k w_k \exp(2\pi i \Delta_k) = 0$$

の関係を満たし、かつ

【数3】

$$\sum_k w_k^2$$

を最小化することを特徴とする請求項2記載の信号処理装置。

【請求項5】 前記標準化位置に応じた重み $w_k$ は、

【数4】

$$\sum_k w_k = 1$$

の関係を満たし、かつ

【数5】

2

$$\sum_k w_k^2$$

$$\left\| \sum_k w_k \exp(2\pi i \Delta_k) \right\|^2$$

なる量の増加関数からなる評価関数を最小化することを特徴とする請求項2記載の信号処理装置。

【請求項6】 前記各デジタルデータの標準化位置の差を、与えられたデジタルデータから推定することを特徴とする請求項2記載の信号処理装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、標準化によって生じる折り返し成分を打ち消し、原信号が持つ高周波成分を復元し、また、デジタル信号を高解像度化する信号処理方法および装置に関する。

【0002】

【従来の技術】デジタル信号は、連続信号である原信号を標準化して作られる。標準化定理によれば、原信号が標準化周波数の半分の周波数（以下、ナイキスト周波数）以下に帯域制限されていれば、標準値から原信号を完全に復元することができ、また帯域制限されていない場合は、完全な復元が不可能であることが知られている。

【0003】デジタル信号を高解像度化する場合、高解像度化された出力信号の標準化周波数は、入力信号のそれよりも高いので、出力信号は、入力信号の表現できる帯域よりも広い帯域を持つ。つまり、出力信号の方が入力よりも多くの情報を表現できる。しかし、原信号に関する情報を得る手段を一つの入力デジタル信号だけに限定すれば、得られる情報は原信号（入力デジタル信号）のナイキスト周波数以下の帯域であり、それ以上の高周波成分を復元することは不可能である。

【0004】この事実とは、具体的にはキュービックスライン補間や、周波数空間法による高解像度化では、高周波成分を含まない、ばげた信号しか得られないという問題となって現れる。なお、キュービックスライン補間とは、非格子点の濃度を、その周囲の16個の格子点における濃度を用いて、3次式によって補間するもので、その詳細は、例えば「コンピュータ画像処理入門」（総研出版）第4章に記載されている。また、周波数空間法としては、画像をDCT（2次元離散コサイン変換）によって空間領域から周波数領域に変換し、高周波成分として0を追加して、逆DCTによって空間領域に逆変換する画像の拡大方式がある（特開平2-76472号公報）。

【0005】そこで、原信号に関するより多くの情報を総合して高解像度信号を得る方法として、一つの原信号を、標準化の位置（タイミング）を変えて同一の標準化

3

間隔で標本化した複数組のデータを利用することを考える。図2は、同一の原信号について標本化位置を変えて同一の標本化間隔で標本化した、3組の標本化信号(1, 2, 3)を示す。

【0006】標本化位置を標本化間隔の1/2だけずらして2回標本化すれば、1/2の標本化間隔で1回標本化したものと同等になることは明らかである。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記したようなデータを生成するために、例えばデジタルカメラを使い、複数回撮影することを考える。カメラの内部で1/2画素分、センサを移動させて2回撮影したとしても、丁度1/2画素だけずれたデータを得るためには、

(1) カメラ自身を完全に固定しなければならない

(2) 撮影対象も完全に静止していなければならない

など、条件が厳しく、適用できる範囲が狭い。

【0008】逆に言えば、カメラや撮影対象が移動する場合、移動量が不明であるが、とにかく異なる位置で標本化したデータが得られるので、このようなデータを統合することにより、原信号(撮影対象)の高周波成分の情報を的確に取り出すことができれば、その適用範囲は非常に広いと言える。

【0009】本発明は、上記した事情を考慮してなされたもので、本発明の目的は、標本化位置の異なる複数組のデジタルデータから、ナイキスト周波数以上の原信号の高周波成分を復元し、ばけの少ない高解像度データを得るようにした信号処理方法および装置を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】前記目的を達成するために、請求項1記載の発明では、同一の信号について、標本化位置を変えて同一の標本化間隔でn回(n≧3)の標本化によって得られるn組のデータを用いて、該標本化によって生じた折り返し成分を打ち消し、前記信号の高周波成分を復元することの特徴としている。

【0011】請求項2記載の発明では、標本化位置を変えて同一の標本化間隔で標本化された複数組のデジタルデータに対して、標本化周波数の半分の周波数以上の高周波成分を透過するフィルタ手段と、該フィルタ処理された複数組の信号をそれぞれ高解像度化する手段と、前記各デジタルデータの標本化位置に応じた重みを算出する手段と、対応する位置における各高解像度化データに該重みをつけて加重和をとり出力する手段とを備えたことを特徴としている。

【0012】請求項3記載の発明では、前記標本化位置に応じた重みwkは、

【0013】

【数6】

4

$$\sum_k w_k = 1$$

$$\sum_k w_k \exp(2\pi i \Delta_k) = 0$$

【0014】の関係を満たすことを特徴としている。

【0015】ここで、

wkはk番目のデジタルデータのための重み

Δkはk番目のデジタルデータの標本化位置

2π1中の1は虚数単位。

【0016】請求項4記載の発明では、前記標本化位置に応じた重みwkは、

【0017】

【数7】

$$\sum_k w_k = 1$$

$$\sum_k w_k \exp(2\pi i \Delta_k) = 0$$

【0018】の関係を満たし、かつ

【0019】

【数8】

$$\sum_k w_k^2$$

【0020】を最小化することを特徴としている。

【0021】請求項5記載の発明では、前記標本化位置に応じた重みwkは、

【0022】

【数9】

$$\sum_k w_k = 1$$

【0023】の関係を満たし、かつ

【0024】

【数10】

$$\sum_k w_k^2$$

$$\left\| \sum_k w_k \exp(2\pi i \Delta_k) \right\|^2$$

【0025】なる量の増加関数からなる評価関数を最小化することを特徴としている。

【0026】請求項6記載の発明では、前記各デジタルデータの標本化位置の差を、与えられたデジタルデータから推定することを特徴としている。

【0027】

【作用】周波数空間上で $[-2\pi, 2\pi]$ に帯域制限されている原信号を、3組の異なる標本化位置（その標本化間隔は同一）で標本化する。それをLPF処理すると、基本波は同一で、高調波は標本化位置のずれに従って、その位相がずれている。位相の異なるこれらの信号に、適当な重みをつけて平均することにより、高調波を打ち消し、基本波だけを残すことができる。

【0028】

【実施例】以下、本発明の一実施例を図面を用いて具体的に説明する。まず、本発明の原理について説明する。

（折り返し成分復元の必要性）標本化定理より、理想的に帯域制限された原信号ならば、1組の標本信号から完全に復元されるので、標本化位置を変えて標本化しても得られる情報は増えない。つまり、異なる位置で標本化することで情報を増やすためには、標本化される原信号が理想的に帯域制限されておらず、折り返し歪が含まれていることが必要である。

【0029】折り返された成分は、元々原信号が持つて\*

$$\mathcal{F}[f(x)] = F(\omega) = \int f(x) \exp(i\omega x) dx \quad (1)$$

$$f(x) = \frac{1}{2\pi} \int F(\omega) \exp(-i\omega x) d\omega \quad (2)$$

$$f_1(x) * f_2(x) = \int f_1(x - \xi) f_2(\xi) d\xi \quad (3)$$

【0034】このとき、式(4)、(5)に示す性質を ※【0035】持つことが知られている。 ※【数12】

$$\mathcal{F}[f(x - a)] = F(\omega) \exp(-i\omega a) \quad (4)$$

$$\mathcal{F}[f_1(x) f_2(x)] = \frac{1}{2\pi} F_1(\omega) * F_2(\omega) \quad (5)$$

【0036】標本化は、原信号と、以下のようなδパルス列 $s(x)$ との積をとる操作と考えられる。 ★【0037】

$$s(x) = \sum_k \delta(x - k) \quad (6)$$

$$\mathcal{F}[s(x)] = S(\omega) = 2\pi \sum_k \delta(\omega - 2\pi k)$$

【0038】ここで、 $S(\omega)$ は $s(x)$ のフーリエ変換で、周波数空間での表現である。以下、大文字の英字が周波数空間での表現であり、小文字の英字が実空間での表現である。

【0039】そうすると、標本化したデジタル信号d

\*いたナイキスト周波数以上の成分であり、折り返しによって、より低い帯域と重なってしまったために歪となっているが、逆にその重なりを分離することができれば、原信号の高周波成分という重要な情報を得ることができる。

【0030】本発明は、このような折り返しを含む複数の信号から、折り返し成分を取り除き、同時に原信号の高周波成分を復元するものである。

【0031】〈解析〉まず、異なる複数の位置で標本化した信号がどのような性質を持つかを解析する。ここでは、簡単のため一次元の原信号（連続信号）を例にして説明する。

【0032】原信号を $f(x)$ 、それを間隔1で標本化した標本化信号を $d(x)$ とする。また、フーリエ変換、および畳み込みを式(1)、(2)、(3)のように定義する。

【0033】

【数11】

(x) およびそのフーリエ変換 $D(\omega)$ は、式(7)、(8)で表される。

【0040】

【数14】

7

$$d(x) = f(x)s(x)$$

8

(7)

$$\begin{aligned} D(\omega) &= F(\omega) * S(\omega) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int F(\Omega) S(\omega - \Omega) d\Omega \\ &= \sum_k F(\omega - 2\pi k) \end{aligned} \quad (8)$$

【0041】図3は、実空間での標本化の過程を説明する図であり、(a)は $f(x)$ 、(b)は $s(x)$ 、(c)は $f(x)s(x)$ である。ここで、 $f(x)$ が画像信号であるとき、 $s(x)$ が主走査信号となつて、画像信号がサンプリングされ $s(x)$ の周期が画素間隔となる、その振幅値 $f(x)s(x)$ が量子化される。

【0042】図4は、実空間をフーリエ変換した周波数空間における標本化の過程を説明する図であり、(a)は $f(x)$ のスペクトル、(b)は $s(x)$ のスペクトル、(c)は $d(x)$ のスペクトルであり、原信号 $f(x)$ のフーリエ変換 $F(\omega)$ を $2\pi$ 間隔で繰り返す並

\*べた形になっている(標本化周波数 $=2\pi$ 、ナイキスト周波数 $=\pi$ )。以下、式(8)の $k=0$ の項を基本波、 $k=m$ の項を $m$ 次高調波と呼ぶ。

【0043】次に、同じ $f(x)$ について、標本化位置を $\Delta$ だけずらして同一の標本化間隔で標本化する場合を考える。この標本化した信号を $d\Delta(x)$ とする。これは、式(6)の $\delta$ パルス列 $s(x)$ を、 $\Delta$ だけずらした $s(x-\Delta)$ に変えることに相当する。位置をずらしたパルス列のフーリエ変換は、前述した式(4)の性質から

【0044】

$$\mathcal{F}[s(x-\Delta)] = \exp(-i\omega\Delta)S(\omega) \quad (9)$$

【数15】

【0045】となる。

【0046】これは、式(6)に $\exp(-i\omega\Delta)$ を掛けた形である。つまり、 $S(\omega)$ を $\omega$ に比例して位相を変化させた、「ねじれた」形になる(図6)。図5は、標本化位置をずらした場合の実空間における標本化の過程を示し、図6は、その周波数空間における標本化の過程を示す。 $S(\omega)$ は複素ベクトル(Reが実軸、Imが虚軸)であり、そのベクトルの長さは変わらず

※に、左右にいくに従って、ベクトルの位相がずれていく(図6(b)では、このずれを、破線の円周上でベクトルが回転している様子で表している)。

【0047】そうすると、このずれた位置で標本化した信号 $d\Delta(x) = f(x)s(x-\Delta)$ のフーリエ変換は、

【0048】

$$\begin{aligned} D_{\Delta}(\omega) &= \mathcal{F}[f(x)s(x-\Delta)] \\ &= F(\omega) * \exp(-i\omega\Delta)S(\omega) \\ &= \sum_k \exp(-2\pi i k \Delta) F(\omega - 2\pi k) \end{aligned} \quad (10)$$

【数16】

【0049】となり、やはり「ねじれた」形になる。図6(c)において、 $2\pi$ の位相のベクトルは、 $F(\omega)$ を $2\pi$ だけ位相をずらし $F(\omega - 2\pi)$ 、実軸から $2\pi\Delta$ だけ回転 $\exp(-2\pi i\Delta)$ したものであり、 $-2\pi$ の位置のベクトルは、 $F(\omega)$ を $-2\pi$ だけ位相をずらし $F(\omega + 2\pi)$ 、実軸から $2\pi\Delta$ だけ回転 $\exp(-2\pi i\Delta)$ したものである。

【0050】このように、折り返し歪を含み、標本化位置の異なる複数組のデジタルデータを周波数空間で見ると、基本波は標本化位置のずれ $\Delta$ によらず原信号と同一で、 $k$ 次高調波は $2\pi k\Delta$ だけ位相がずれていることが分かる。この位相のずれを使って、以下説明するように、折り返された成分だけを取り除き、本来の高調波成分を復元することができる。

【0051】《高調波成分の復元》以上の解析結果を使い、一つの原信号を異なる位置で標本化した複数組の標本化信号から、折り返し成分を取り除き、原信号の高調波成分を復元する原理を説明する。

【0052】ここでは、原信号 $f(x)$ が、周波数空間上で、ナイキスト周波数の2倍、つまり $[-2\pi, 2\pi]$ に帯域制限されているものと仮定する。この場合、図7(a)に示すように、周波数空間では、隣接する信号分布の裾が重なり、折り返し成分の重なりは2重である。つまり、ある周波数に存在する成分は、基本波、高調波の内、たかだか2つを足したものとなる。

【0053】また、ここでは標本化信号の標本化位置は既知であると仮定し、3つの位置 $\Delta 0, \Delta 1, \Delta 2$ で標本化した標本化信号をそれぞれ $d 0(x), d 1$

(x)、d2(x)とし、またそれぞれのフーリエ変換をD0(ω)、D1(ω)、D2(ω)とする。  
【0054】まず、一つの標本化信号d0(x)にローパスフィルタLPFをかけ、(-2π, 2π)の帯域だ\*

$$\begin{aligned} E_0(\omega) &= LPF(\omega)D_0(\omega) \\ &= F(\omega) + LPF(\omega) \exp(2\pi i \Delta_0) F(\omega + 2\pi) + LPF(\omega) \exp(-2\pi i \Delta_0) F(\omega - 2\pi) \end{aligned}$$

ただし、

$$LPF(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{if } -2\pi \leq \omega \leq 2\pi \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

\*けを取り出す。この信号をe0(x)とする。そのフーリエ変換E0(ω)は次のようになる。

【0055】

【数17】

(11)

【0056】これは、基本波と±1次高調波の半分づつが重なった信号である(図7(a)、図8)。

【0057】同様に、標本化信号d1(x)、d2(x)もそれぞれLPF処理し、e1(x)、e2(x)を求める。これら3つの信号は、式(10)より、基本波は同一で、高調波は標本化位置(Δ0, Δ1, Δ2)に従い、その位相がずれている(図9)。

【0058】図9は、周波数空間上で、標本化位置のずれによる位相のずれを説明する図である。3つの基本波の位相は実軸にあり、信号E0(ω)の1次高調波の位相

※相は、実軸から2πΔ0だけ位相がずれていて、信号E1(ω)の1次高調波の位相は、実軸から2πΔ1だけ位相がずれていて、信号E2(ω)の1次高調波の位相は、実軸から2πΔ2だけ位相がずれている。

【0059】次に、これら3つの信号を、適当な重みをつけて加重和をとる。3つの信号を重みwkで加重和をとった信号、

【0060】

【数18】

$$\sum_k w_k c_k(x)$$

(12)

【0061】は、周波数空間で表現すれば、式(12)より、

★【0062】

★【数19】

$$\begin{aligned} \sum_k w_k E_k(\omega) &= \sum_k w_k F(\omega) \\ &+ \sum_k w_k \exp(2\pi i \Delta_k) LPF(\omega) F(\omega + 2\pi) \\ &+ \sum_k w_k \exp(-2\pi i \Delta_k) LPF(\omega) F(\omega - 2\pi) \end{aligned}$$

(13)

【0063】となる。よって、  
【0064】

【数20】



11

12

$$\sum_k w_k = 1 \quad (14)$$

$$\sum_k w_k \exp(2\pi i \Delta_k) = 0 \quad (15)$$

つまり、

$$\sum_k w_k \cos(2\pi \Delta_k) = 0$$

$$\sum_k w_k \sin(2\pi \Delta_k) = 0$$

【0065】なる関係を満たす重み ( $w_k$ ) を使えば、式 (15) より、高調波成分は打ち消され、従って折り返し成分が打ち消され、同時に式 (14) より基本波 ( $F(\omega)$ ) はそのまま残り、結果として原信号 ( $F(\omega)$ ) を復元することができる。図7(c)は、式14、15によって打ち消された高調波成分を示し、図7(d)は、復元された基本波を示す。式(14)、(15)は、重み  $w_k$  についての連立1次方程式なので、行列演算によって簡単に解を求めることができる。

【0066】ここでは、原信号は  $[-2\pi, 2\pi]$  に帯域制限されているものと仮定した。そのため折り返しは2重となり、一つの高調波成分を打ち消するため式(15)の条件が一つ必要であった。より広い帯域の信号を扱う場合、打ち消すべき折り返し成分が増えるため、式(15)に相当する条件式が増え、打ち消するために必要なデジタル信号の数が増えることになる。例えば、原信号が  $[-(M+1)\pi, (M+1)\pi]$  の帯域を持つ場合、原信号を復元するためには、 $M$ 個の折り返し成分を\*

$$\sigma^2 \sum_k w_k^2 \quad (16)$$

【0071】なる分散を持つ。つまり、加重平均信号の雑音は、それぞれの信号の  $\Sigma(w_k)^2$  倍になると考えられる。

【0072】式(14)、(15)で求められる重み ( $w_k$ ) は、雑音を考慮していないので、標本化位置の組み合わせによっては、 $\Sigma(w_k)^2$  が非常に大きくなる場合があり、得られる加重平均信号は折り返し成分が打ち消されると同時に雑音が増強される可能性がある。そこで、雑音の低減も考慮した重みを考える。

【0073】〈「折り返し成分を打ち消し」かつ「雑音最小化」のための重み〉3つの入力信号を使う場合は、

\*打ち消す必要があるため、式(15)に相当する打ち消し条件式が2個となる。重み総和条件と併せて2M+1個の連立方程式を解くためには、2M+1個のデジタル信号が必要となる。

【0067】(雑音への対応) 上記した説明では、各信号には雑音は含まれないものと考え、原信号の完全な復元を行うものであった。しかし、現実には信号に必ず雑音が含まれるので、雑音に残り信号処理方法が求められる。

【0068】ここでは、まず前述したような加重和による信号の雑音の現れ方を解析し、それに対する2つの処理方法を説明する。

【0069】一般に、複数の信号が、互いに無相関で分散  $\sigma^2$  の雑音を含むとすると、重み  $w_k$  を使ったそれらの加重平均信号の雑音は、

【0070】

【数21】

折り返し成分を打ち消すような加重 ( $w_k$ ) は、式(15)の条件から一意に決まる。一方、4つ以上の入力信号を使えば、自由度が増えるので、式(15)を満たした上で、残る自由度を使って式(16)を最小化する重みをとることにより、折り返し成分を打ち消した上で、更に雑音の低減を図ることができる。

【0074】つまり、式(14)、(15)を満たす重みの代わり、

【0075】

【数22】

13

14

$$\sum_k w_k = 1$$

$$\sum_k w_k \cos(2\pi\Delta_k) = 0$$

$$\sum_k w_k \sin(2\pi\Delta_k) = 0$$

なる条件のもとで、

$$\sum_k w_k^2 \quad (17)$$

【0076】を最小化する重みを使う。

【0077】これは $w_k$ について、1次式の条件付き、2乗和の最小化であるので、公知の計算法(Lagrangeの未定乗数法)により、連立1次方程式を解くことで簡単に解が得られる。

【0078】〈「折り返し成分および雑音」の最小化のための重み〉雑音成分との兼ね合いを考えると、折り返し成分も一種の雑音であり、必ずしも0にする必要はない。折り返し成分および雑音成分をそれぞれ低減する重みも有効である。

【0079】これは、式(15)を束縛条件とはせず、次式のような、その絶対値の2乗値

【0080】

$$(1-\alpha) \left\| \sum_k w_k \exp(2\pi i \Delta_k) \right\|^2 + \alpha \sum_k w_k^2 \quad (19)$$

【0084】これを最小化する重みを使う。この場合、 $\alpha \approx 0$ では折り返し成分の打ち消しが優先となり、 $\alpha \approx 1$ では基本波の雑音低減が優先となる。式(19)も、 $w_k$ についての2乗和の最小化であり、やはり、連立1次方程式を解くことで簡単に解が得られる。この場合は、2組以上の入力データが必要である。

【0085】〈標準化位置の推定〉上記した説明では、それぞれの入力標準化信号について、標準化位置は既知であるとして考えてきた。しかし、前述したようなデジタルカメラを動かしながら撮影したデータを扱う場合などにおいては、標準化位置を予め知ることができないので、与えられたデジタルデータからそれぞれの標準化位置を推定する必要がある。その推定方法を以下、説明する。

【0086】2つのデジタルデータの標準化位置のずれは、移動する対象物の速度とも考えることができる。そこで、速度 $v$ で平行移動する1次元の連続関数 $f(x, t)$ を例に考える。変化が微小ならば、Taylor展開の1次近似として、

【0087】

\*【数23】

$$\left\| \sum_k w_k \exp(2\pi i \Delta_k) \right\|^2 \quad (18)$$

【0081】を式(16)と同等の雑音評価値と考え、それぞれの雑音評価値に対して増加関数となる評価関数を取り、それを最小化する重みを採用することによって実現できる。

【0082】例えば、 $\sum w_k = 1$ の条件のもとで、次式のような、式(18)と式(16)の加重和を評価関数とし、

【0083】

\*【数24】

【数25】

$$v \frac{\partial f}{\partial x} + \frac{\partial f}{\partial t} = 0 \quad (20)$$

【0088】が各点で成り立つ。この式の $\partial f / \partial x$ および $\partial f / \partial t$ から、各点で変化速度 $v$ を求めることができる。

【0089】しかし、上記した式では、

(1) 1次近似からの外れ

(2) 雑音の影響

などのため精度が悪いので、次式のような、式(20)の左辺の2乗をある領域内で積分した値を評価関数とし、この評価関数が最小値をとる $v$ を求めることで、正確な値が得られる。

【0090】

【数26】

$$\int \left\{ v \frac{\partial f}{\partial x} + \frac{\partial f}{\partial t} \right\}^2 dx \quad (21)$$

50 【0091】このようにして、2つのデータ間の相対位

15

値が分かれば、1つのデータを基準として、他の全てのデータの相対位置を求めることにより、全てのデータの相対位置を推定することができる。

【0092】(実施例) 図1は、本発明の実施例のブロック構成図である。本実施例では、前述した本発明の原理に基づき、同一の対象を異なる複数の標準化位置で標準化したデジタルデータを入力し、標準化される前の原信号の高周波成分を復元した、高解像度のデジタルデータを得るための信号処理方法を説明する。以下、各部分について、その機能を説明する。

【0093】(入力デジタルデータ) 本発明で使用する入力デジタルデータ1は、同一の対象を、位置をずらして同一の標準化間隔で標準化した3組のデジタルデータである。入力デジタルデータとしては、例えば以下のよう

【0094】(a) イメージスキャナによって、一枚の原稿を、少しずつ原稿の設置位置をずらして、3回スキャンして得られる3枚のデジタル画像データ。

(b) デジタルカメラの位置、または方向を少しずつずらしながら、ほぼ静止した対象を3回撮影することによって得られる3枚のデジタル画像データ。

(c) ビデオカメラの位置、または方向を少しずつずらしながら、ほぼ静止した対象を撮影し、そのビデオデータの連続する3コマ分をデジタル化したデータ。

【0095】一般的に、上記したスキャナの如きデジタル画像入力装置の内部では、図10に示すような信号処理が行われている。図10は、デジタル画像入力装置の信号処理を説明する図である。すなわち、

1. 濃度分布  $orig(x)$  を持つ原稿に対し、
2. 光学系やセンサの開口特性などによる伝達関数(点像広がり関数、 $psf(x)$ ) が作用し、
3. その後、式(6)のサンプルバース列  $(s(x))$  を掛けることにより、標準化される。

【0096】本発明の原理で説明した復元すべき原信号  $(f(x))$  とは、量子化された直前の信号である。この場合は、原稿濃度分布に点像広がり関数が作用した信号、 $orig(x) * psf(x)$  がその原信号に相当する。

【0097】さて、このようなデジタル画像入力装置を使用した場合の原信号の特性について説明する。一般にデジタル画像入力装置においては、上記した点像広がり関数が適切なLPF特性を持つように設計することによって、折り返し歪を防止するための帯域制限を実施している。しかし、実際の帯域制限は、理想的なLPFの特性(周波数空間で矩形関数)は実現が困難である、エッジ再現性のため高周波成分も保存したい、などの理由から不完全であり、得られるデジタルデータは、通常ある程度の折り返し歪を含んでいる。このような不完全に帯域制限された原信号  $(f(x))$  は、原理の説明で述べたような、 $(-2\pi, 2\pi)$  に帯域制限した信号と考え

16

られ、本発明の信号処理によって原信号の高周波成分を復元することができる。図11は、帯域制限フィルタの周波数特性を示し、21は  $(-\pi, \pi)$  で1、それ以外では0となる理想的な帯域制限フィルタの特性であり、22は実際の  $psf$  による帯域制限フィルタの特性であり、23は本発明の帯域制限フィルタの特性である。

【0098】上記した入力デジタルデータの例は、2次元のデジタルデータであるが、以下では簡単のため、1次元のデータを処理する方法を説明する。以下の説明から2次元データ処理への拡張も容易である。また、2次元の画像データでも、その標準化位置のずれを横方向に限定できれば、各列毎に独立した1次元のデータとして扱うこともできる。

【0099】本実施例では、3組のデジタルデータを使用する。以下、3組の入力デジタルデータをそれぞれ  $in0, in1, in2$  とする。また、第1組の入力デジタルデータ  $(in1)$  の、第  $j$  番目のサンプル(画素)を、 $in1[j]$  とする。

【0100】(基準データバッファ) 基準データバッファ2は、標準化位置の基準の位置とするため、第0組のデータ  $(in0)$  を格納するバッファである。後段の位置差推定部では、2組のデジタルデータを入力し、それらの標準化位置の差を推定する。第0組のデータ  $(in0)$  を基準データとし、 $in0$  と  $in1$ 、および  $in0$  と  $in2$  の標準化位置差を推定することにより、第3組のデータの標準化位置を基準として、3組のデータの相対的な標準化位置を推定することができる。

【0101】(位置差推定部) 位置差推定部3は、それぞれの入力データ  $(in1, in2)$  について、基準データバッファに格納された基準データ  $(in0)$  との、標準化位置の差を推定することにより、3組の入力データの相対的な標準化位置を推定する手段である。

【0102】第1組のデータの標準化位置を  $\Delta 1$ 、第2組のデータの標準化位置を  $\Delta 2$  として出力する(基準となる第0組のデータの標準化位置は0である)。このような推定は、式(21)の微分、積分をデジタルデータの差分、加算に置き換えることにより実現できる。

【0103】すなわち、 $in0$  と  $in1$  の位置差  $(\Delta 1)$  を推定するには、式(21)を

【0104】

[数27]

$$\begin{aligned} \frac{\partial f}{\partial x} &\rightarrow \frac{in0[j+1] - in0[j-1]}{2} \\ \frac{\partial f}{\partial t} &\rightarrow in0[j] - in0[j] \\ \int dx &\rightarrow \sum_j \end{aligned}$$

【0105】と置き換え、また、対象の速度  $(v)$  ではなく、標準化位置の移動量を測るので、符号を変えて、

[0106]

$$\sum_j \left\{ -\Delta_1 \frac{(in_0[j+1] - in_0[j-1])}{2} + (in_n[j] - in_0[j]) \right\}^2$$

(22)

[0107] を最小化する  $\Delta_1$  として求められる。これは線形最小 2 乗法により解くことができる。

[0108] (加重計算部) 加重計算部 4 は、位置差推定部 3 で得られた標本化位置 (0,  $\Delta_1$ ,  $\Delta_2$ ) に基づいて、後段の積和部で使用される加重を求める手段である。第 0, 1, 2 組の入力デジタルデータに対する加重として、それぞれ  $w_0$ ,  $w_1$ ,  $w_2$  を出力する。具体的には、式 (14)、(15) を解く演算を行う。

[0109] また、他の方法として、4 組以上の入力デジタルデータを使い、式 (14)、(15) の束縛条件のもとで、式 (17) を最小化する重みを求めることもできる。さらに、他の方法として、2 組以上の入力デジタルデータを使い、式 (14) の束縛条件のもとで、式 (19) を最小化する重みを求めることもできる。

[0110] (解像度倍率指定部) 本実施例の最終的な出力デジタルデータは、入力デジタルデータよりも画素数の多い高解像度データである。解像度倍率指定部 5 は、出力デジタルデータの解像度を、入力デジタルデータの解像度の倍率として指定する手段である。ここでは、解像度を 10 倍にするものとする。つまり、出力デジタルデータは入力デジタルデータに比べ、サンプル数が 10 倍、標本化周期が  $1/10$  となる。

[0111] 解像度の倍率は、利用者が指定するようにしてもよい。ただし、本実施例では、ナイキスト周波数の 2 倍の周波数成分までを復元するので、出力データに折り返し歪を含めないためには、倍率は 2 倍以上としなければならない。

[0112] (広帯域 LPP 処理および高解像度化処理) この部分は、本発明の原理で説明した「 $[-2\pi, 2\pi]$  の通過帯域を持つ LPP より、基本波全部および 1 次高調波の半分の足した信号を取り出す」部分に相当する。

[0113] 入力デジタルデータは、 $in_1[j]$  というデータ列であるが、これを次式のように、位置  $x$  ※40

$$\begin{aligned} e_1(x) &= \sum_k in_1[k] \delta(x - \xi - k) \frac{\sin(2\xi)}{2\xi} d\xi \\ &= \sum_k in_1[k] \frac{\sin(2(x-k))}{2(x-k)} \end{aligned} \quad (24)$$

[0124] となる。

[0125] この LPP 処理によって得られる信号  $e_1(x)$  は連続信号であり、これを標本化した信号を、このブロック 6 の出力デジタル信号とする。そのた

※に対する連続関数 (デルタパルス列) と考えたものが式 (8) の標本化信号  $d(x)$  にあたる。

[0114]

[数 29]

$$d_1(x) = \sum_j \delta(x - j) in_1[j] \quad (23)$$

[0115] この信号 ( $d_1(x)$ ) に、式 (11) の広帯域 LPP を掛ける。

[0116] 理想的な LPP 処理は、周波数空間では、

[0117]

[数 30]

$$LPP(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{if } -2\pi \leq \omega \leq 2\pi \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0118] なる矩形関数との乗算であり、実空間では、 $\sin(2x) / 2x$  (sinc 関数) とのコンボリューションである。

[0119]  $d_1(x)$  を LPP 処理した信号を  $e_1(x)$  とすると、

[0120]

[数 31]

$$\begin{aligned} e_1(x) &= lpp[d_1(x)] \\ &= d_1(x) * \frac{\sin(2x)}{2x} \\ &= \int d_1(x - \xi) \frac{\sin(2\xi)}{2\xi} d\xi \end{aligned}$$

[0121] となる。

[0122] さらに、式 (23) より、入力デジタルデータ ( $in_1[j]$ ) を使って書き換えると、

[0123]

[数 32]

め、連続信号の内、欲しい (標本化される) 位置  $x$  に于いてだけ式 (24) の計算をすればよい。

[0126] このようして「広帯域 LPP 処理および高解像度化処理部 6」で得られるデジタルデータ  $m_1$

$d1[j]$ とする。ここでは新たな標準化間隔を $1/1$  \* [0127]  
0としたので、 $mid1[j]$ は結局、 \* [数33]

$$mid_i[j] = \sum_k in_i[k] \frac{\sin(2(j/10-k))}{2(j/10-k)} \quad (25)$$

[0128]となり、予め $\sin(2(j/10-k)) / (2(j/10-k))$ なるテーブル(実案には有限の範囲内でそれを近似したもの)を用意しておけば、入力デジタル信号 $in1$ の積和によって計算できる。

[0129] LFP処理された信号 $e1(x)$ は、原信号のナイキスト周波数よりも高い周波数成分を含む信号である。そしてそれを有効に表現するためには、つまり原信号の高周波成分を復元するためには、LFP処理された信号 $e1(x)$ に対するサンプリング間隔は、入力信号のサンプリング間隔より狭い間隔でなければならない。信号 $e1(x)$ に対するサンプリング間隔が、入力信号のサンプリング間隔より狭くなければ、再び折り返し歪が発生し、意味がない。そのため、ここでは $1/10$ としている。

[0130] (中間データバッファ) 中間データバッファ7は、高解像度化処理された中間デジタルデータ( $mid1[j]$ )を保存するバッファである。

[0131] (積和部) この積和部7での加重和計算は、本発明の原理で説明した「式(13)の加重和をとり、周波数空間で3本のベクトルで表される高周波成分を打ち消す」部分に相当する。本実施例の構成では、実空間で処理する。実空間でもやはり各中間データに、それぞれ加重 $w1$ をかけた後、加算すればよい。

[0132] ここで、注意しなければならないことは、原理の説明では、原信号の位置は固定されていて、サンプリング位置の方が移動していることである。一方、中間デジタルデータは、各入力デジタルデータの標準化位置のずれに依らず、入力デジタルデータだけから計算されるので、 $mid0[0]$  (第0組の中間データの0番目のサンプル)は、 $in0[0]$  (第0組の入力データの0番目のサンプル)と同じ位置というだけで、 $mid1[0]$  (第1組の中間データの0番目のサンプル)と同じ位置にあたる訳ではない。

[0133] このように、入力デジタル信号の各サンプルは、それぞれ異なる位置に対応しているため、同じ位置、つまり図12の縦方向に並んだ中間データ同志を足し合わせるためには、加算するとき各中間データバッファの1番目のサンプル同志ではなく、位置をずらして足し合わせるなければならない。

[0134] 図12は、中間データ間の位置関係を説明する図である。入力データ $d0(x)$ は、サンプリング間隔(=1)でサンプリングされる。すなわち、図の太い矢印で示すように、サンプル点は $j=0$ 、次のサンプル点は $j=1$ である。入力データ $d1(x)$ は、位置差推定

部で推定された $\Delta 1$ だけずれた位置から、同様に、サンプリング間隔(=1)でサンプリングされ、そのサンプル点は $j=0$ 、次は $j=1$ である。入力データ $d2(x)$ は、位置差推定部で推定された $\Delta 2$ だけずれた位置から、同様に、サンプリング間隔(=1)でサンプリングされ、そのサンプル点は $j=0$ 、次は $j=1$ である。

[0135]  $eo(x)$ 、 $e1(x)$ 、 $e2(x)$ は、それぞれ $d1(x)$ をLFP処理した連続信号であり、 $e1(x)$ を、サンプリング間隔(=1/10)でサンプリング( $e1(x)$ 上の各点がサンプル点)した値が、それぞれ $mid1[j]$ となる。中間データバッファ $mid0$ には、例えばサンプル点 $j=0$ を開始点として、サンプリング間隔(=1/10)でサンプリングしたデータが、図13に示すように格納される。同様に、中間データバッファ $mid1$ 、2には、サンプル点 $j=0$ を開始点として、サンプリング間隔(=1/10)でサンプリングしたデータが格納される。図13では、位置差を付けて格納しているが、実際には各バッファにはサンプル点 $j=0$ から順に、その値が格納される。

[0136] 例えば、「位置差推定部」で、 $\Delta 1=1/10$ 、 $\Delta 2=3/10$ と推定されたとき、ここでは、中間データは入力データの10倍の密度であるので、この位置差は、積和部8で10倍に変換される。従って、第1番目の中間データ $mid1$ と第0番目の中間データ $mid0$ は、1サンプル分のずれとなり、第2番目の中間データ $mid1$ と第0番目の中間データ $mid0$ は、3サンプル分のずれとなる。

[0137] そして、図12の縦方向に並んだ中間データ同志を足し合わせるとき、各データは「サンプル点 $j$ 」を基点としているので、例えばサンプル点 $j=0$ で中間データ同志を足し合わせる場合は、第0番目の中間データは $mid0[0]$ であり、第1番目の中間データは、1サンプル前である(−1)番目のサンプルの $mid0[-1]$ となり、第2番目の中間データは、3サンプル前である(−3)番目のサンプルの $mid0[-3]$ となる。

[0138] 従って、積和部8は、図13に示すように位置をずらして、中間データバッファ7から、各データ $mid0[j]$ 、 $mid0[j-1]$ 、 $mid0[j-3]$ を読み出し、加重計算部からの重み $w0$ 、 $w1$ 、 $w2$ を掛けて足し合わせる。以下、同様にして、 $j+1$ 、 $j+2$ 、...の各サンプル点で出力を算出する。

[0139] このように、推定された標準化位置( $\Delta 1$ )と解像度倍率に従って、中間データバッファから位置をずらして各サンプル点のデータを取り出し、加重和

をとる。出力データ (out [j]) は、基準データ (in 0) と同じ位置とすると、最終的に出力されるデータ (out [j]) は、

$$out[j] = w_0 mid_0[j] + w_1 mid_1[j - 10\Delta_1] + w_2 mid_2[j - 10\Delta_2] \quad (26)$$

【0141】となる。

【0142】上記した実施例では、簡単のため 1 次元の信号について説明したが、多次元信号についても同様に説明される。ただし 2 次元信号の場合、折り返しが縦横 2 方向から来るので、原信号の帯域が縦横共に 2 倍に広がる。3 つの折り返し成分が重なり、それらを打ち消すためには  $2M+1=7$  個のデジタルデータを必要とする。

【0143】また、上記した実施例は、複数のデジタルデータを使い、1 つの高解像度化データを得る方法であるが、動画像を入力として、例えば、フレーム 1 からフレーム 9 の 9 枚のデータを使ってフレーム 5 を高解像度化し、続いてフレーム 2 からフレーム 10 を使ってフレーム 6 を高解像度化し、と続けることにより、動画像から動画像への高解像度化を実現することも可能となる。

【0144】

【発明の効果】以上、説明したように、請求項 1 記載の発明によれば、標本化間隔が同一で標本化位置を変えた複数組のデジタルデータを用いることにより、標本化による折り返し歪を打ち消し、原信号の高周波成分を復元することができる。これにより、ぼけ、歪の少ない高解像度のデータを得ることが可能となる。

【0145】請求項 2 記載の発明によれば、標本化間隔が同一で標本化位置を変えた複数組のデジタルデータをフィルタ処理し、フィルタ処理後の信号を高解像度化処理し、標本化位置に応じた重みで積和演算を行っている、単純な演算によって折り返し成分を打ち消して、原信号の高周波成分を復元することができる。

【0146】請求項 3 記載の発明によれば、雑音の少ないデータに対して、高精度に原信号の高周波成分を復元することができる。

【0147】請求項 4、5 記載の発明によれば、雑音を含むデータに対しても、折り返し成分と雑音を同時に低減することができる。

【0148】請求項 6 記載の発明によれば、標本化位置が未知の場合に、入力されたデジタルデータから標本化位置を推定しているので、未知の標本化位置を持つデ

ジタルデータに対しても、原信号の高周波成分を復元することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施例のブロック構成図である。

【図 2】同一の原信号について標本化位置を変えて標本化した、3 組の標本化信号を示す。

【図 3】(a)、(b)、(c) は、実空間での標本化の過程を説明する図である。

【図 4】(a)、(b)、(c) は、周波数空間における標本化の過程を説明する図である。

【図 5】(a)、(b)、(c) は、標本化位置をずらした場合の実空間における標本化の過程を示す。

【図 6】(a)、(b)、(c) は、標本化位置をずらした場合の周波数空間における標本化の過程を示す。

【図 7】(a)、(b)、(c)、(d) は、本発明による高周波成分の復元を説明する図である。

【図 8】LPF 処理された信号を示す図である。

【図 9】周波数空間上で、標本化位置のずれによる位相のずれを説明する図である。

【図 10】デジタル画像入力装置の信号処理を説明する図である。

【図 11】帯域制限フィルタの周波数特性を示す。

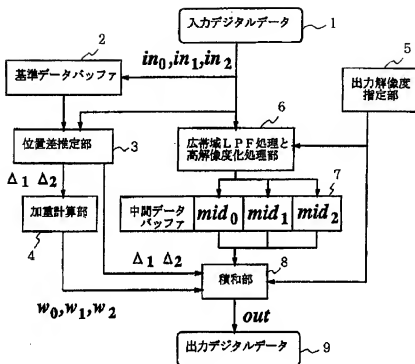
【図 12】中間データ間の位置関係を説明する図である。

【図 13】中間データバッファからのデータの取り出し方を説明する図である。

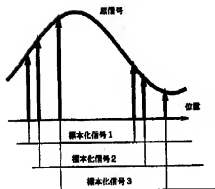
【符号の説明】

- 1 入力デジタルデータ
- 2 基準データバッファ
- 3 位置差推定部
- 4 加重計算部
- 5 出力解像度指定部
- 6 広帯域 LPF 処理および高解像度化処理部
- 7 中間データバッファ
- 8 積和部
- 9 出力デジタルデータ
- 8 出力デジタルデータ

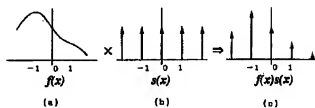
【図1】



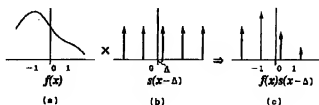
【図2】



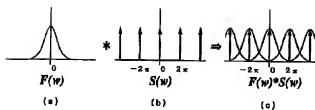
【図3】



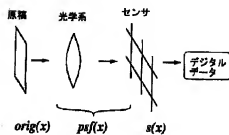
【図5】



【図4】

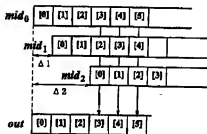
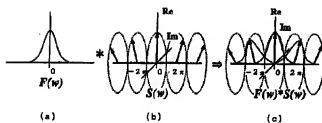


【図10】

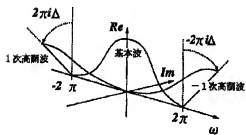


【図13】

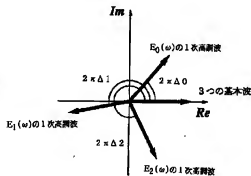
【図6】



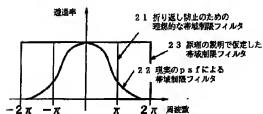
【図8】



【図9】

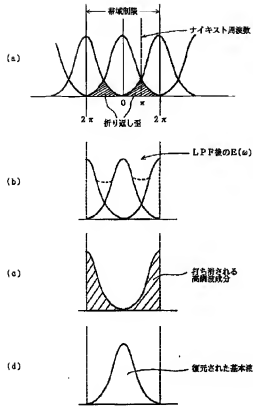


【図11】





【図7】



【図12】

